

В.І.КРАВЧЕНКО, докт.техн.наук, проф., НТУ «ХП»;
А.Е.ГОРЮШКІН, НТУ «ХП»

ВИЗНАЧЕННЯ ВИМОГ ДО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕ- ТВОРЮВАЧА ВИМІРНИКА ПАРАМЕТРІВ ШИРОКОСМУГО- ВИХ СИГНАЛІВ

У статті проведений аналіз особливостей визначення вимог до аналого-цифрового вимірника параметрів широкосмугових сигналів.

The analyses of specialties for the choosing of devices, realizing Analog-to-Digital methods, suitable for measurement of parameters wide-band signals are discussed.

Введення. Розглянуті аналого-цифрові методи вимірів параметрів широкосмугових сигналів припускають наявність у своєму складі аналого-цифрового перетворювача, що істотно впливає на параметри вимірника в цілому. Тому для правильного вибору параметрів аналого-цифрового перетворювача АЦП необхідно оцінити можливості складових його елементів по швидкодії, що визначається схемною побудовою, а також досліджувати погрішності, які внесені на етапі аналого-цифрового перетворення, з наступним використанням отриманих результатів при аналізі погрішностей розроблювальних пристроїв. Подання результатів вимірів у цифровій формі відкриває широкі можливості для наступної їхньої обробки за допомогою обчислювальної техніки, що, у свою чергу, дозволить підвищити якість вимірів шляхом використання різних методів підвищення точності перетворення [1]. Додатково до цього реальними стають автоматичне самотестування й калібрування.

Метою роботи є визначення вимог до вибору аналого-цифрового перетворювача вимірника параметрів широкосмугових сигналів.

Ціллю аналого-цифрового перетворення є знаходження цифрового еквівалента аналогової величини U_x . При цьому форма подання результату перетворення – дискретна, у вигляді N -розрядного цифрового коду. Обрана шкала, одиниця виміру, система числення, на основі якої утвориться код у процесі перетворення, в основному й визначають структуру АЦП, які можна розбити на три типи [3]: послідовні, паралельні й паралельно-послідовні.

Проаналізуємо різні способи аналого-цифрового перетворення з метою виявлення найбільш швидкодіючих структур АЦП.

Для подання аналогової величини U_x у вигляді цифрового еквівалента необхідний деякий набір мер, кратних мінімальній величині, рівній прийнятій величині дискретності q . Нехай N – набір мер a_i , які кратні дискретності $a_N = q$, що відповідають умові:

$$a_N \leq a_{N-1} \leq \dots \leq a_i \leq \dots \leq a_2 \leq \dots \leq a_1.$$

причому кількість кожної із цих мір відповідно дорівнює

$$b_N, b_{N-1}, \dots, b_i, b_2, b_1.$$

У загальному виді значення i -й міри можна представити виразом:

$$a_i = a_N^N \prod_{s=i+1}^N (b_s + 1), s = i + 1.$$

Максимальне число рівнів квантування величини U_x можна визначити співвідношенням:

$$X_m = \frac{U_{x \max}}{a_N} = \sum_{i=1}^N b_i \prod_{s=i+1}^N (b_s + 1) + 1.$$

Міри в i -м розряді формуються в загальному випадку послідовно за k_i операцій і паралельно за допомогою d_i пристроїв, що порівнюють, що в загальному виді може бути записане так:

$$b_i = k_i d_i,$$

де $k_i = 1, 2, \dots, b_i$; $d_i = 1, 2, \dots, b_i$.

Швидкодія АЦП при цьому визначиться кількістю послідовних операцій n в одиницю часу, необхідних для подання вимірюваної величини в N -розрядному цифровому коді, тобто

$$n = \sum_{i=1}^N k_i.$$

Формули являють собою систему рівнянь, що встановлюють зв'язок між довжиною шкали перетворювача X_m , підставою системи числення $b_s + 1$, операціями, які виконуються при відшукуванні кодового еквівалента k_i і d_i , числом розрядів N і швидкодією n АЦП. Ці рівняння припускають у кожному розряді довільне формування кодового значення, тобто перетворення проводиться з різною підставою числення. Одержуваний при цьому код - неоднорідний. Однак практично це утрудняє подальшу обробку результатів перетворення й ускладнює АЦП за рахунок введення при цьому елементів дешифрації. Тому в більшості випадків використовуються однорідні структури АЦП. Якщо при формуванні кодового еквівалента кількість використовуваних мір на кожному етапі перетворення є однаковою $b_N = b_{N-1} = \dots = b_1 = b$, то одержуваний при цьому код буде однорідним. Тоді система рівнянь прийме вид:

$$X_m = P^N - 1; \quad P = dk + 1; \quad n = kN.$$

де $P = b + 1$ – підстава системи числення.

Структури АЦП, які описуються цими рівняннями, ґрунтуються на двох способах утворення кодового знака кожного розряду: послідовного й/або паралельного порівняння вимірюваного сигналу зі зразковими мірами. Такі структури називаються паралельно-послідовними і є найбільш уживаними.

У загальному випадку вибір числа тактів і розрядності паралельно-послідовних АЦП визначається міркуваннями технічної реалізації окремих вузлів. Очевидно, що єдиний шлях збільшення швидкодії АЦП складається в зменшенні числа послідовних операцій за рахунок організації паралельних операцій порівняння в кожному розряді, аж до однієї паралельної операції на все перетворення.

Таким чином, проведений аналіз різних способів аналого-цифрового перетворення показує, що структури паралельних АЦП є найбільш швидкодіючими, тому вони і є предметом подальших досліджень.

Оцінка точності аналого-цифрового перетворення. Через кінцеве подання дискретні сигнали відображають первинні аналогові з кінцевою точністю, і всі втрати інформації на етапі аналого-цифрового перетворення необоротні. При переході до швидкісних сигналів, що відрізняється високою початковою інформаційною інтенсивністю, в АЦП, як правило, зосереджені основні методичні й технічні труднощі виміру в цілому. Оскільки завдання полягає саме в обробці широкосмугових сигналів, то питання їх правильного аналого-цифрового перетворення є вирішальними для реалізації вимірювального процесу.

Основні проблеми при розробці систем аналого-цифрового перетворення пов'язані з підвищенням точності й швидкодії. Для їхньої оцінки в останні роки часто використовується такий параметр, як продуктивність, рівна добутку числа біт у поданні одного вибіркового значення на частоту дискретизації [2].

Необхідна в АЦП дискретизація може бути заснована на миттєвому перетворенні:

- а) у заздалегідь призначені моменти, що не залежать від ходу реалізації $x(t)$ (циклічна дискретизація);
- б) у випадкові моменти часу, не зв'язані однозначно з даною реалізацією $x(t)$ (стохастична дискретизація);
- в) у моменти часу, обумовлені ходом даної реалізації (спорадична й адаптивна дискретизація).

Останні два різновиди засновані на дискретному поданні функції $x(t)$ при нерівновіддалених відліках. У загальному випадку таке подання можливе без погіршення якості відновлення, якщо моменти відліків відрізняються від періодичних не більше ніж на 20 %.

Найпоширенішою формою дискретизації є циклічна (рівномірна), заснована на теоремі відліків, відповідно до якої у якості коефіцієнтів a_n необхідно використовувати миттєві значення сигналу $x(t_n)$ у крапках відліку $t_n = n \cdot \Delta t$, а період дискретизації Δt вибирати з умови

$$\Delta t > \frac{1}{2} T_m$$

де F_m – максимальна частота спектра вихідного сигналу. Це приводить до відомого виразу теореми відліків [3]:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} x(n\Delta t) \frac{\sin(2\pi F_m(t - n\Delta t))}{2\pi F_m(t - n\Delta t)}.$$

Для сигналів з обмеженим спектром цей є тотожністю. Однак спектри більшості реальних сигналів прагнуть до нуля лише асимптотично. Застосування рівномірної дискретизації до таких сигналів приводить до виникнення високочастотних перекручувань, обумовлених дискретністю вибірки. Причина їхньої появи зв'язана як з періодичним характером спектра послідовності відліків, так і з можливим перекриттям спектра на частотах, кратних частоті дискретизації, при відсутності попередньої фільтрації.

Існує два способи зменшення перекручувань: збільшення частоти дискретизації, для того щоб зменшити область перекриття частотних складових сусідніх спектрів, і використання перед АЦП смугових або низькочастотних фільтрів з метою більш чіткого обмеження спектра вихідного сигналу перед дискретизацією.

Формальне обмеження по спектру приводять до ряду особливостей: сигнали з обмеженим спектром можна передати за як завгодно малий проміжок часу; випадкові процеси з обмеженим спектром не можуть бути носіями інформації, тому що виявляються детермінованими в статистичному змісті; перешкоди з обмеженим спектром легко фільтруються.

З даної причини розглядають сигнали, вся енергія яких зосереджена на кінцевому інтервалі часу й лише наближено в обмеженому діапазоні частот. При цьому в якості F_m у розглядається деяка умовна частота зрізу, що обмежує смугу частот.

Основною особливістю дискретизації в нашому випадку є те, що за рахунок кінцевого часу однієї вибірки й невизначеності моменту її закінчення не вдається одержати однозначної відповідності між значеннями вибірок і моментами часу, до яких вони повинні бути віднесені. Це приводить до виникнення специфічних погрішностей дискретизації, динамічних по своїй природі. Для їхньої оцінки вводиться параметр часової невизначеності, називаний апертурним часом. Ефект апертурного часу проявляється або як погрішність миттєвого значення сигналу при заданих моментах виміру, або як погрішність моменту часу, у якій проводиться вимір при заданому миттєвому значенні сигналу. Цей ефект приводить до амплітудних погрішностей, які називаються апертурними. Вони чисельно дорівнюють приросту сигналу, що підвержений перетворенню з періодом nT ($n = 1, 2, 3, \dots$);

$$x(T) = x(nt - \tau_a) - x(nT),$$

де τ_a – зсув у часі, що визначає апертуру (невизначенність фіксації).

Шукана погрішність у момент nT

$$\Delta x_a \sim x(nT)\tau_a.$$

Погрішності, що виникають при дискретизації випадкових процесів, зокрема – апертурні погрішності, являють собою також випадковий процес і утворюють деякий шум, що заважає.

У процесі аналого-цифрового перетворення вибірки миттєвих значень піддаються квантуванню – операції заміни миттєвого значення цілим числом дискретних значень із заздалегідь обраного впорядкованої множини останніх. Упорядкована множина дискретних значень реалізується як деяка шкала, мінімальне цифрове значення якої є елементарний квант. Вибір величини елементарного кванта обумовлений заданою точністю квантування й у ряді випадків пов'язаний з вибором міри (елементарного еталона).

Погрішності, що виникають у процесі квантування, є однією з найважливіших характеристик аналого-цифрового перетворення, які визначають його якість і можливості застосування в різних областях техніки. Знання реальної характеристики квантування дозволяє оцінити якість аналого-цифрового перетворення в будь-якій діючій системі.

Звичайно АЦП характеризують погрішністю, віднесеною до межі виміру – або максимальною погрішністю

$$\delta_{\text{АЦП макс}} = \frac{\Delta_{\text{АЦП макс}}}{u_{\text{пр}}}.$$

або середнім по шкалі квадратом погрішності

$$\overline{\delta^2}_{\text{АЦП макс}} = \frac{\overline{\Delta^2}_{\text{АЦП макс}}}{u^2_{\text{пр}}}.$$

Оцінка погрішності АЦП максимальним значенням використовується тоді, коли необхідно знання кожного окремого виміру із заданою точністю. Найчастіше це потрібно при вимірах за допомогою АЦП постійних або напруг, що повільно змінюються, в одноканальних або багатоканальних інформаційно-вимірювальних системах. Оцінка погрішності АЦП середнім квадратом використовується тоді, коли необхідно знати помилку, внесену АЦП при спільних вимірах у багатоканальних інформаційно-вимірювальних системах, або помилку перетворення ширококутових входних сигналів. Відповідним чином будемо оцінювати й динамічну погрішність як одну зі складової погрішності АЦП [4]. Таким чином, загальну погрішність АЦП пропонується представляти сумою трьох складових:

$$\delta_{\text{АЦП макс}} = \delta_{\text{стат}} + \delta_{\text{дин макс}} + \delta_{\text{q макс}}.$$

або

$$\overline{\delta^2}_{\text{АЦП макс}} = \overline{\delta^2}_{\text{стат}} + \overline{\delta^2}_{\text{дин макс}} + \overline{\delta^2}_{\text{q макс}}.$$

де $\delta_{\text{стат}} = \frac{\Delta_{\text{стат}}}{u_{\text{пр}}}$ і $\overline{\delta^2}_{\text{стат}} = \frac{\overline{\Delta^2}_{\text{стат}}}{u^2_{\text{пр}}}$ – максимальне значення й середній квадрат статичної погрішності АЦП, обумовленою часовою й температурною нестабільністю, власними шумами й неточністю окремих елементів основних

вузлів перетворювача;

$\delta_{\text{дин макс}} = \frac{\Delta_{\text{дин макс}}}{\omega_{\text{пр}}}$ і $\overline{\delta}_{\text{дин макс}} = \frac{\overline{\Delta}_{\text{дин макс}}}{\omega_{\text{пр}}^2}$ – максимальне значення й середній квадрат динамічної погрішності АЦП;

$\delta_{\text{q макс}} = \frac{q}{2}$, $\overline{\delta}_{\text{q макс}} = \frac{q^2}{12}$ – максимальне значення й середній квадрат погрішності дискретизації АЦП.

Висновки. Основний вплив на вибір параметрів, що характеризують динаміку аналого-цифрового перетворення, мають динамічні погрішності й погрішність дискретизації, за допомогою яких і здійснюється взаємозв'язок характеристик АЦП і сигналу, що кодується. Статична складова погрішності АЦП, також впливає на вибір цих параметрів, тому що існує певний взаємозв'язок між статичними й динамічними характеристиками елементів АЦП. Так, швидкодіючі елементи, як правило, мають меншу точність. Однак при порівняльному аналізі різних АЦП із подібними характеристиками елементів зазначений зв'язок буде незначним.

Список літератури: 1. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. – М., Мир, 1989. 2. Вострокнутов Н.Н. Цифровые измерительные устройства. Теория погрешностей, испытания, поверка. – М., Энергоатомиздат, 1990. 3. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1990. 4. Мирский Г.Я. Электронные измерения. – М.: Радио и связь, 1986.

Надійшла до редколегії 31.03.2009.

УДК 621.318

В.И.КРАВЧЕНКО, докт.техн.наук, проф.; НТУ «ХПИ»;
И.В.ЯКОВЕНКО, докт.физ-мат.наук, проф.; НТУ «ХПИ»;
В.И.ЯКОВЕНКО, НТУ «ХПИ»;
Ф.В.ЛОСЕВ, НТУ «ХПИ»

ВЛИЯНИЕ СТОРОННЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ВОЛНОВОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КОМПЛЕКТУЮЩИХ ЭЛЕКТРОРАДИОИЗДЕЛИЙ

Показано, що дія імпульсного електромагнітного випромінювання (ЕМВ) на електровироби часто супроводжується виникненням струмів у провідних елементах ЕРВ і утворенням їх внутрішніх полів. Визначено енергетичні втрати потоку заряджених частинок, обумовлених їх взаємодією з власними полями на збудження поверхневих полярітонів у напівпровідникових структурах.